LNK500



LinkSwitch®产品系列

适用于极低成本适配器及充电器应用的高效恒压或恒压／恒流开关IC

产品特色

线性／RCC电源的低成本替代方案

- 成本最低、元件数目最少且具备恒压(CV)或恒压／恒流(CV/CC)特性的解决方案
- 极其简单的电路结构
- 电源重量最多可以减轻75%，降低了运输成本
- 初级侧的CV/CC解决方案，可节省10至20个次级侧元件，从而降低了系统成本
- 将初级箝位、反馈、IC供电及环路补偿电路结合在一起 — 减少了外围元件数目
- 完全集成的用于短路及开环故障保护的自动重启动 — 节省了外围元件成本
- 42 kHz的工作频率简化了EMI滤波器的设计

优于线性变压器／RCC电源的出色性能

- 通用输入范围可在全世界范围内使用
- 功率损耗最多可降低70% — 极大缩小了外壳尺寸
- 无需次级反馈即可实现输出端的CV/CC特性
- 系统级的过热及流限保护
- 只需外加一个箝位电容就可满足所有单点故障测试要求
- CC工作时对电流的控制提供了固有的缓启动特性
- 可选的光耦器反馈方式改善了输出稳压精度

EcoSmart® **— 极高能效**

- 265 VAC输入时空载功耗 <300 mW
- 满足加州能源委员会(CEC)、能源之星及欧盟标准要求
- 无需电流检测电阻 — 提高了效率

应用

- 替代输出功率低于3 W的线性变压器电源
- 蜂窝电话、无绳电话、PDA、数码相机、MP3／便携式音频设备、剃须刀等使用的充电器
- 家用电器、白色家电及消费类电子产品
- 恒定输出电流的LED照明应用
- 电视机待机电源及其它辅助供电电源

详述

LinkSwitch 的设计可以更低的系统成本替代那些采用线性变压器／RCC方案的低功率充电器和适配器设计，并且具备更好性能及更高效率。LNK500比LNK501的低成本更低，其输出CC特性的容差更宽。*LinkSwitch*使用了一项创新的专利拓扑结构，专门用于低功率开关电源的设计。这项技术使开关电源在成本及设计简单性方面比线性适配器更加具有了竞争优势。与传统的“砖块”式电源相比，其体积更小，重量更轻且外观更加引人注目。由于*LinkSwitch*方案具有高达75%的效率及小于300 mW的空载功耗，它比**线性电源方案更加省电，*LinkSwitch*方案在不到一年的时间内为用户所节约的电费足以购买整个*LinkSwitch*电源**。*LinkSwitch*将一个700V的功率MOSFET、PWM控制器、高压启动电路、电流限制及过热关断电路集成在了一个单片集成电路上。

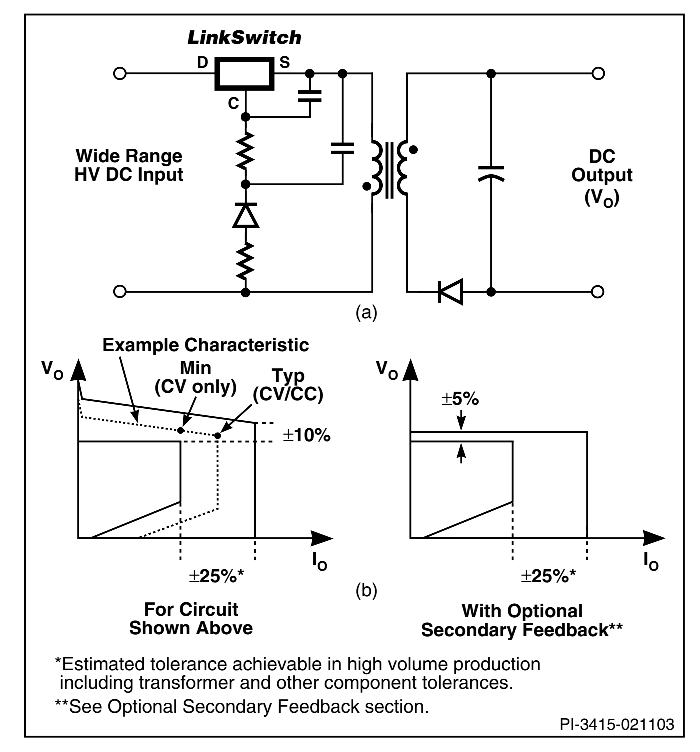


图1. 典型应用 — 并非简化的电路(a)及输出特性容差范围(b)

输出功率表[1]					
产品[4]	230 VAC ±15%		85-265 VAC		空载输入功率
	最小[2]	典型[2]	最小[2]	典型[2]	
LNK500 P或G	3.2 W	4 W	2.4 W	3 W	<300 mW
	4.3 W	5.5 W	2.9 W	3.5 W	<500 mW[3]

表1. 输出功率表

注释：

1. 输出功率是在密闭适配器中、环境温度为50 °C的条件下测量得到的。
2. 参见图1(b)，最小值（恒压设计）和典型值（恒压／恒流充电器设计）分别对应图中输出特性曲线上标注的功率点。
3. 变压器设计中采用更高的反射电压可以提高输出功率能力 — 参见“关键应用考量”章节中的说明。
4. 关于无铅封装的选择，参见“器件订购信息”部分。

PI-3416-032603

图2. 功能结构图

引脚功能描述

漏极(D)引脚：

功率MOSFET的漏极连接节点。提供内部启动工作电流。漏极电流的内部流限检测点。

控制极(C)引脚：

用于占空比及限流点控制的误差放大器及反馈电流的输入引脚。内部分流稳压器的连接节点，在正常工作期间提供内部偏置电流。同时它还用于连接供电去耦电容及自动重启动 / 补偿电容。

源极(S)引脚：

输出MOSFET的源极连接节点。作为高压功率的返回端。初级侧控制电路的共地及参考点。

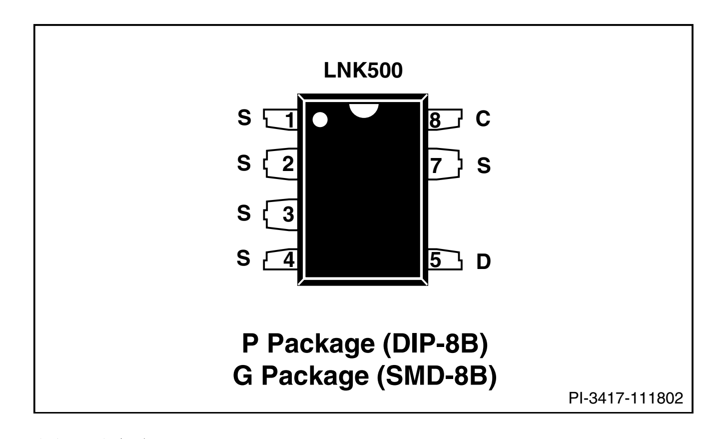


图3. 引脚布局

*LinkSwitch*功能描述

图4所示为占空比、限流点、工作频率与控制极引脚电流之间的关系。图5显示了一个简化的典型电源原理图，用于以下*LinkSwitch*工作方式的介绍。

上电

上电期间，首先V_{IN}会加到电源输入端（图5），内部连接在漏极和控制极引脚之间的高压电流源（见图2）会给控制极引脚电容C1充电。当控制极引脚电压相对于源极达到约5.6 V时，高压电流源关断，内部控制电路工作，内部高压MOSFET开始开关操作。此时，储存在C1内的电荷用来给芯片内部提供供电。

恒流(CC)工作

由于输出电压的存在，变压器初级绕组两端的反射电压开始上升，反馈至控制极的电流I_C相应地增大。如图4中所示，内部限流点随I_C而增大。当I_C等于I_{DCT}时限流点达到I_{LIM}。内部流限与I_C的特性已经进行了合适的设计，当电源输出电压上升时，其输出电流为近似的恒流特性。

恒压(CV)工作

当I_C超过I_{DCS} 2 mA时（图4），最大占空比会降低。当I_C电流随电源输入电压的变化达到某个值时，占空比控制会将*LinkSwitch*的峰值电流控制在内部流限值以下。此时电源从CC工作方式转换至CV工作方式。在典型的宽电压设计当中，当输入电压最低时，占空比达到30%左右时会进行此工作模式的转换。因此适当选取电阻R1（图5）的阻值，在最低输入电压情况下输出电压V_{OUT}达到所要求的稳压值时，使得I_C电流近似等于I_{DCT}。在其它电路的设计完成后，再最后选取R1的取值。当占空比低于约4%时，则工作频率会降低。这样在轻载工作条件下可以降低能量消耗。

自动重启动工作方式

在输出短路或开环的故障情况下，外部电流不会流入控制极引脚，电容C1会放电至4.7 V。达到4.7 V时，自动重启动电路开始工作，从而关断MOSFET并使控制电路工作在低电流的故障保护模式。在自动重启动状态，*LinkSwitch*会周期性地尝试重新开启电源。当故障消除时电源会恢复至正常工作状态。

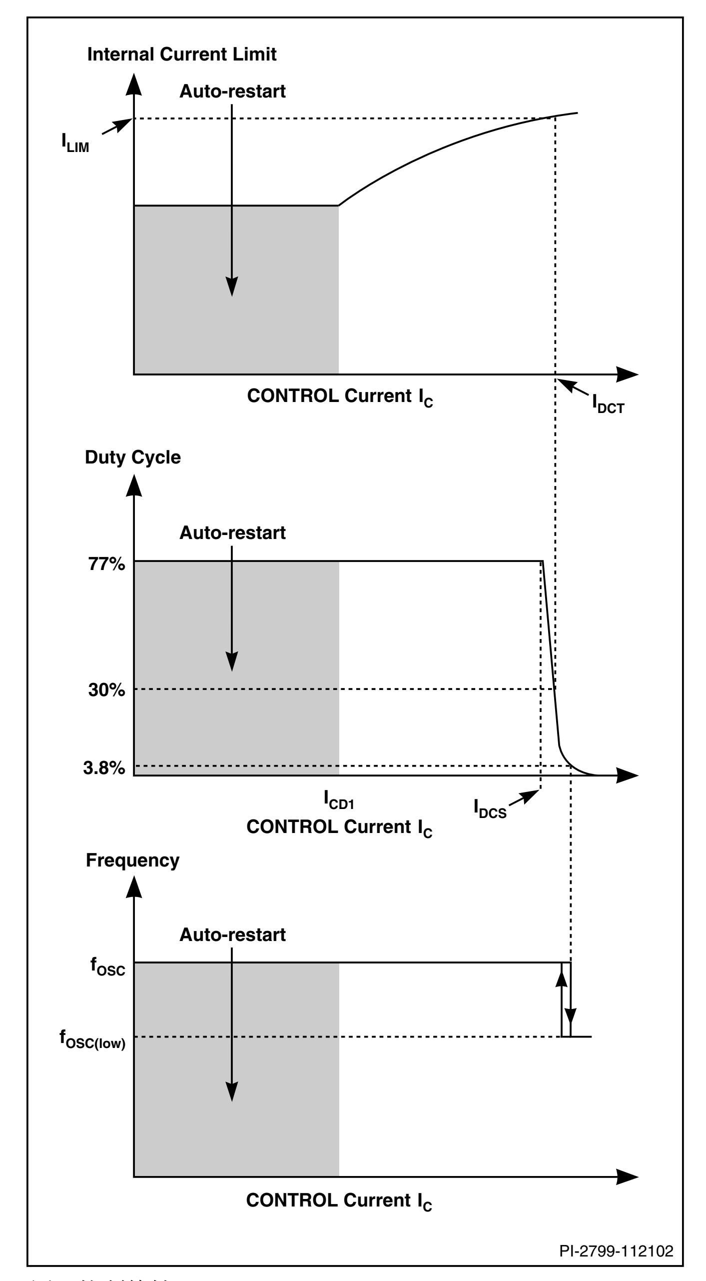


图4. 控制特性

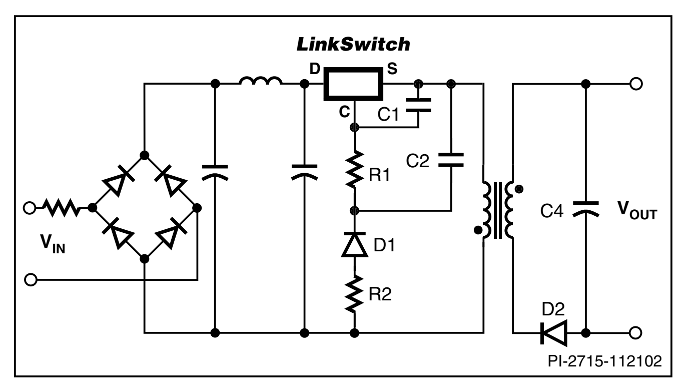


图5. 简化的电源原理图



如上所述的特性使得在次级侧无需电压或电流反馈电路即可实现具有近似CV/CC输出的电源输出。C2两端电压对输出反射电压跟踪的越好则输出稳压精度就越高。由于变压器漏感会引入一定的误差，因而这种电压跟踪会受变压器漏感大小的影响。电阻R2和电容C2可以部分地实现对漏感电压尖峰的滤波，进而减小误差。此电路配合标准的变压器结构技术即可提供优于线性变压器电源的输出负载稳压精度，特别适合于很多输出功率很低的电源应用。如果要求更加严格的负载调整率，则可以采用光耦器反馈的电路。但此时电源仍然具备*LinkSwitch*提供的恒流输出特性。

次级反馈电路的选择

图6所示的电路为采用*LinkSwitch*及光耦器反馈来提高输出稳压精度的电源原理图。与图5不同的是，在初级侧增加了R3、C3和光耦器U1。R3和R1一起构成电压分压器，用于限制U1集电极和发射极之间的电压。

在次级侧，增加了电压检测元件R4、VR1和U1的LED，提供电压反馈信号。在图中所示的例子当中，使用简单的稳压管(VR1)作为电压参考。如有必要，可以采用精确的TL431作为参考，此时可以达到±5%的输出稳压精度，并在需要时可实现输出电缆压降补偿功能。电阻R4给VR1提供偏置电流。输出电压等于稳压管VR1电压与U1的LED顺

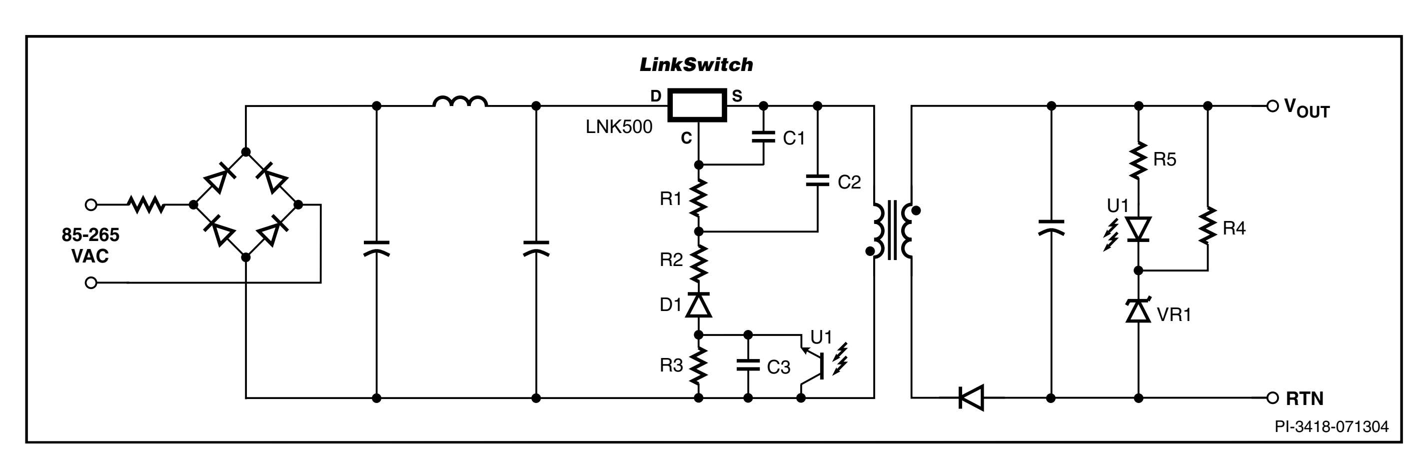


图 6. 使用光耦器反馈的电源原理简图

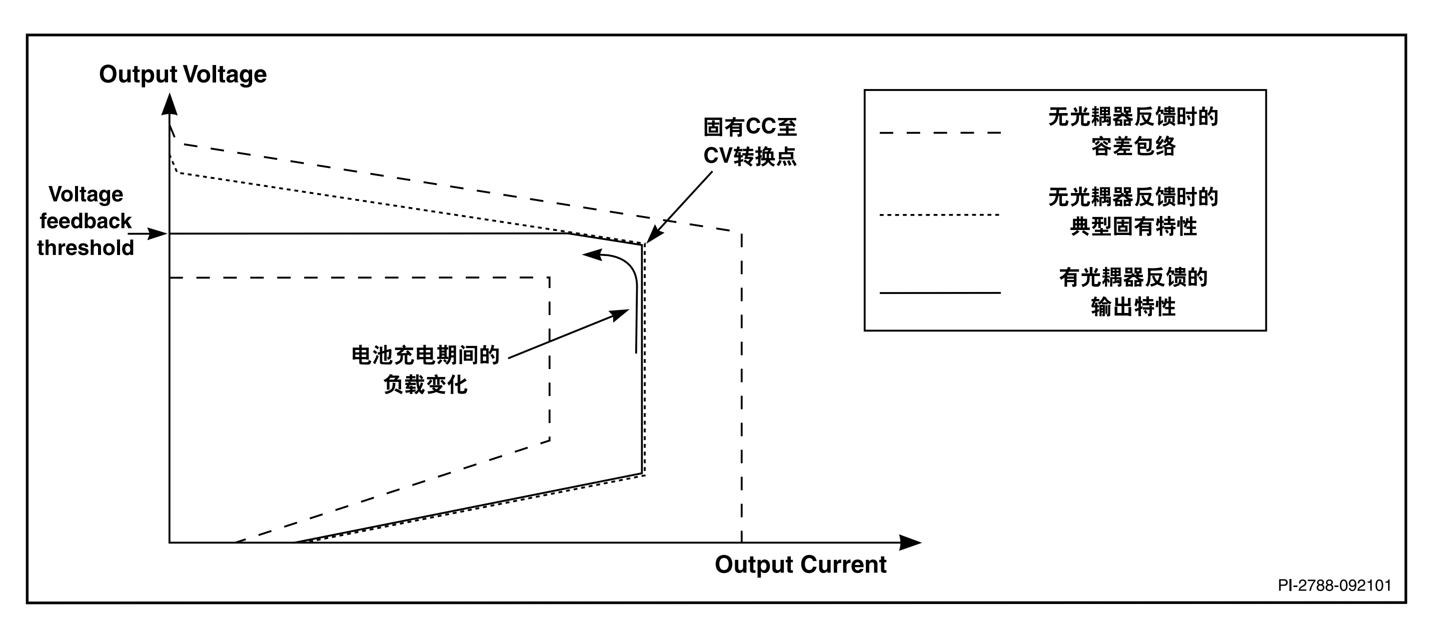


图 7. 光耦器对电源输出特性的影响

版本D 02/05

向压降之和。可选的低阻值电阻R5用来限制输出纹波造成的U1LED峰值电流。是否需要R5取决于U1生产商的电流指标以及VR1生产商的斜率电阻指标。

U1的集电极连接至初级接地端，发射极连接至D1的正极。这样连接可以保证光耦器在电路中以“安静”的电气连接方式连接。相反，如果光耦器连接至D1的负极一侧，则光耦器成为开关节点，通过其内部的寄生电容会产生多余的共模EMI噪声电流。

图6中的反馈电路由R1和R3组成的电阻分压器构成，D1、R2、C1和C2对初级绕组电压信号进行整流滤波平滑。光耦器有效地调整电阻分压器的比例以控制R1两端的直流电压，进而调整*LinkSwitch*控制极引脚接收到的反馈电流。

当电源工作在恒流(CC)区域时，比如给电池充电，输出电压低于U1和VR1决定的电压反馈阈值，光耦器完全处于关断状态。此时，电路特性与前述图5中电路的表现完全一致。即当输出电压增加时反射电压也增加，*LinkSwitch*调整内部限流点以提供近似的CC输出特性。值得注意的是，在CC区域为得到相似的输出特性，图5中的R1应与图6中的R1 + R3取值相等。

当输出电压达到U1和VR1决定的电压反馈阈值时，光耦器导通。电源输出电压继续增加会造成U1的晶体管电流增大，从而增加R1两端反射电压的百分比，并造成*LinkSwitch*控制极引脚的电流增大，如图4所示，占空比会减小，从而可以维持输出电压的稳定。

一般地，R1和R3选用等值的电阻。但是，增大R3（同时减小R1以维持R1＋R3恒定）提高了CV工作时环路的增益，改善了负载调整率。R3增大的程度受光耦器晶体管耐压及功耗额定限制，在设计最终定案前要进行完整的测试。C2和C3的大小不是很重要，只要保证其值足够大，对开关频率处由R1、R3及U1构成的分压电路阻抗不会造成影响就可以了。通常，图6中C2和C3的取值与图5中C2的取值相等。但根据上述R1和R2的相对取值，电容耐压额定值可适当降低。元件的典型取值请参见“应用”章节。

图7所示为采用光耦器反馈时对输出特性的影响。虚线所示包络区域表示不使用光耦器时最差的电源直流输出电压及电流的容差（即使输入电压改变或使用不同的电源进行测量，其输出特性也可以保证在该容差范围内）。图中点状线表示典型的固有（无光耦器）输出特性。如果不使用U1、R4及VR1即为此输出特性。实线所示为使用光耦器反馈时的输出特性。图7中负载变化箭头表示在电池充电期间常见的输出特性轨迹。当输出电压上升时，两者输出特性是相同的。但如图中所示，当输出电压达到电压反馈阈值时，他们的特性轨迹开始不同。如果电压反馈阈值高于图7中所示的固有CC至CV转换点输出电压，即可观察到此输出特性。

图8所示为电压反馈阈值低于固有CC至CV转换点输出电压的情况。此时，随输出电压的上升，在固有CC至CV转换点到达之前次级反馈电路开始进行控制。这在实际的电池充电应用当中，将输出电压限制在一个较低的水平上。

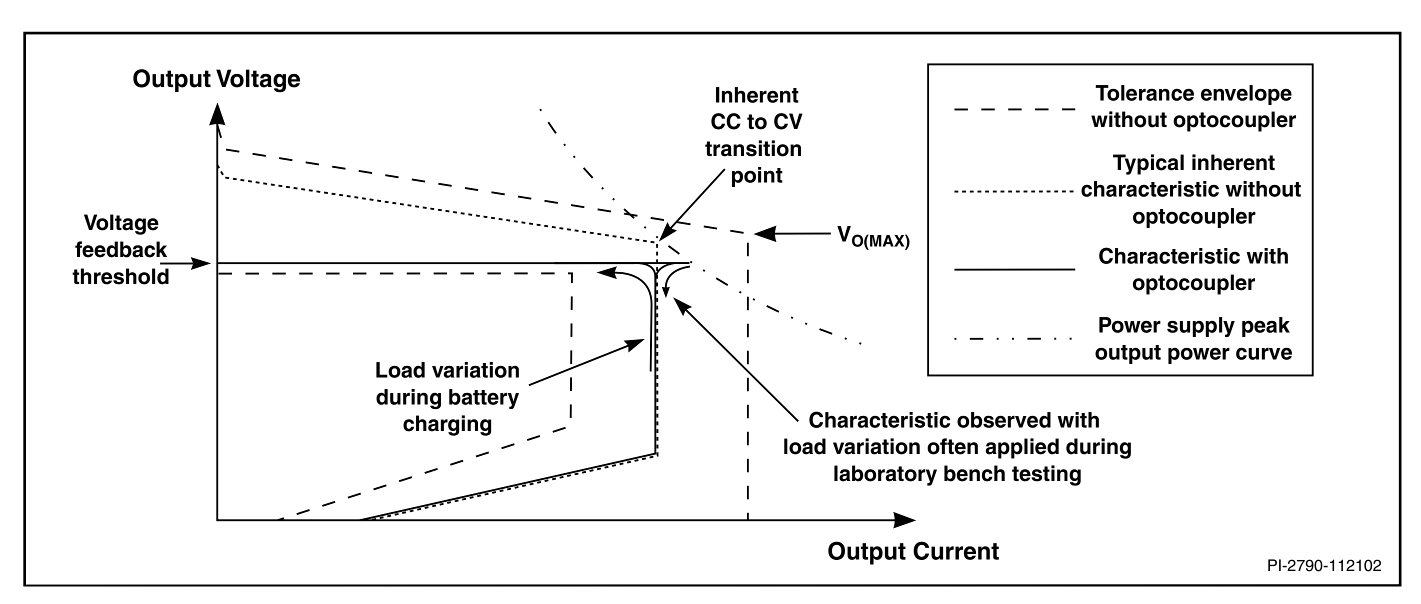


图8. 使用光耦器稳压时的输出特性（降低了电压反馈阈值）

但在实验室测试期间，测试电源输出特性时往往都是将负载电流从小到大逐渐增加。此时，如图8所示，在达到峰值输出功率点前光耦器会进行反馈，从而稳定输出电压。在这样的条件下，输出电流会继续增加，直到达到峰值功率点并使光耦器关断。一旦光耦器关断，控制引脚反馈电流仅由R1和R3决定，因此，如图中所示输出电流会折回至固有CC特性点。在电池充电器应用中这种负载变化不常发生，因而实际应用当中不会出现输出电流超过固有恒流点的电流过冲现象。

在某些应用当中，无论负载变化方向如何，都不希望输出电流出现过冲。为此，最低的电压反馈阈值应设定在$V_{O(MAX)}$点。这样可以保证输出电压在低于电压反馈阈值时，固有CC至CV转换点总是提前发生。但是，由于低于$V_{O(MAX)}$的固有CV特性容差叠加在光耦器反馈电路的容差上，因此输出电压的稳压精度会变差。

应用举例

图9所示为使用*LinkSwitch*的具有近似恒压／恒流(CV/CC)输出特性的典型充电器电源。此设计可以提供2.75 W的输出功率，在峰值功率点的电压为5.5 V，电流为500 mA。在85 VAC至265 VAC的输入电压范围内效率高于70%。

整流桥BR1对AC输入进行整流。电阻RF1为可熔断类型电阻，在初级侧短路时提供保护。整流的AC电压经由C1、C2及电感L1构成的π型滤波器进行平滑滤波，同时该π型滤波器还用于传导EMI滤波。42 kHz的开关频率使得使用一个简单的EMI滤波器即可满足国际上EMI标准的要求，而无需使用Y电容。

当交流上电时，高压直流出现在*LinkSwitch*(U1)的漏极引脚。内部连接在漏极和控制极引脚之间的开关高压电流源会给控制极引脚电容C3充电。当控制极引脚电压相对于源极达到约5.6 V时，内部高压电流源关断，内部控制电路工作，内部高压MOSFET开始进行开关操作。此时，C3内的能量用来给芯片提供供电。

MOSFET导通时，高压直流总线连接至变压器初级绕组的一端，而另一端则连接至初级返回端。随着反激变压器T1初级电流的增大，能量被储存在变压器中。在每个开关周期MOSFET关断期间，能量被传输至负载输出。

变压器次级经D6和C5整流滤波，给负载提供直流输出。*LinkSwitch*完全在初级侧实现输出恒压和恒流的控制，极大简化了次级电路。这是通过监测初级侧的V_{OR}（反射电压）来实现的。

二极管D5和电容C4组成了初级箝位网络。它不但限制了由漏感造成的峰值漏极电压，而且在C4两端建立了电压。该电压等于反射电压V_{OR}加上寄生漏感产生的误差电压。电阻R2对漏感尖峰进行滤波，减低了V_{OR}上造成的误差。电阻R1将此电压信号转换成电流，输入至控制极引脚用于输出稳压。

在CV工作期间，通过对占空比的控制进行输出稳压调节。当注入控制极引脚的电流超过约2 mA时，占空比开始下降，控制极引脚电流达到2.3 mA时占空比达到30%。

在轻载或空载条件下，占空比达到约4%时，开关频率会降低以降低能耗。

如果输出负载加大到高于峰值输出功率点（由$0.5 \times L_{P} \times I_{LIM}^2 \times f$决定），输出电压及$V_{OR}$下降。降低的控制极引脚电流使得*LinkSwitch*内部流限点降低（限流控制），从而提供近似恒流的输出特性。如果负载增加，控制极引脚电流下降至约1 mA时，控制极引脚电容C3将放电，电源会进入自动重启动工作状态。

限流点控制节省了次级所需的电流检测元件（检测电阻、晶体管、光耦器以及相关元件）。次级检测电路的节省使得电源效率大大提高，同时也缩小了电源外壳的尺寸。

关键应用考量

输出功率的选定

表1（前页）说明了给定器件在如下规定条件下所能输出的最大连续输出功率。

充电器(CV/CC)的输出通常在典型峰值输出功率点处加以定义。相反，非充电器应用（仅有恒压要求的应用，比如适配器、待机／辅助电源及其它嵌入式AC-DC变换器）不需要恒流工作，它只要求在最差情况下能够输出最小输出功率就可以了。

为帮助设计者，功率表反应了这些差异。对于CV/CC设计，使用功率表中的典型值；而CV设计则采用功率表中的最小值作为参考。另外，表中数值是基于如下假设条件：



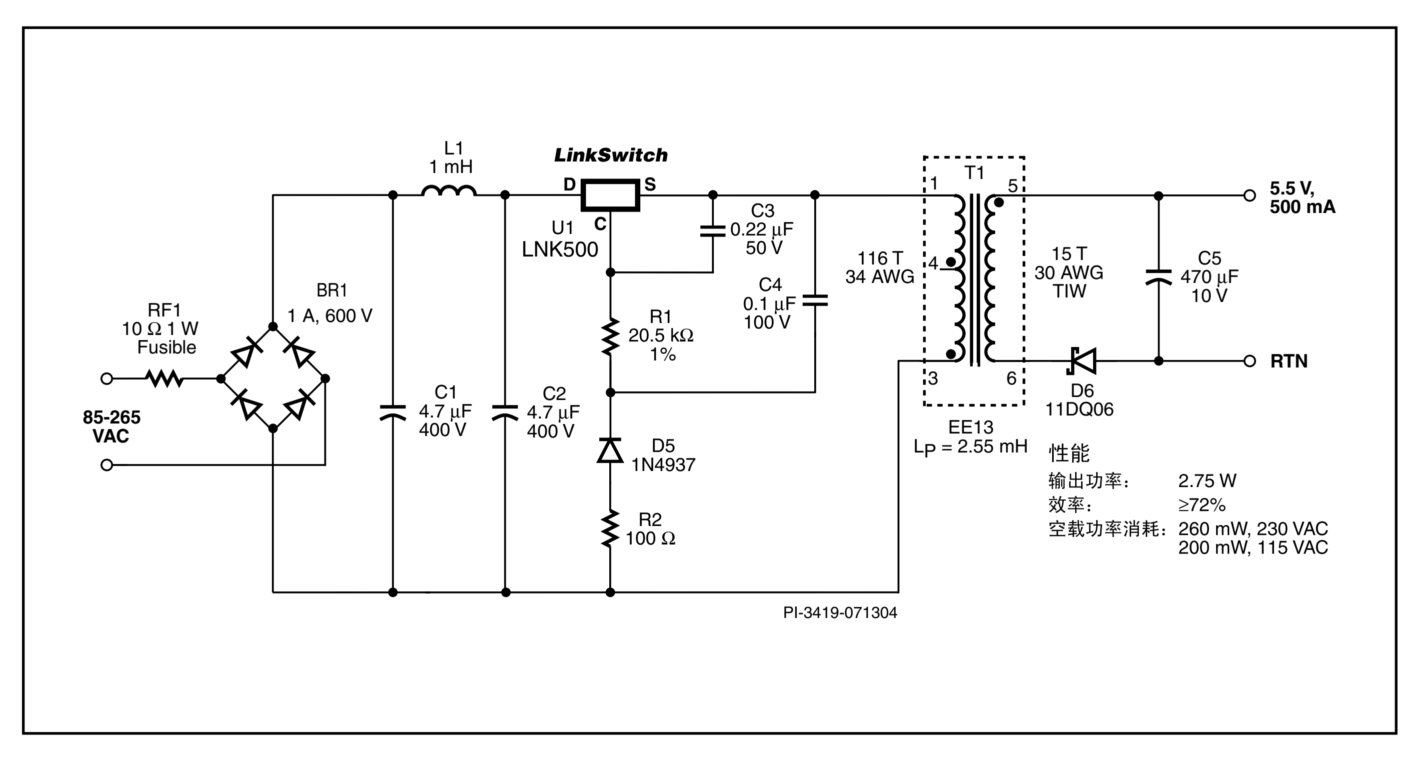


图9. 使用LinkSwitch的2.75 W恒压／恒流充电器

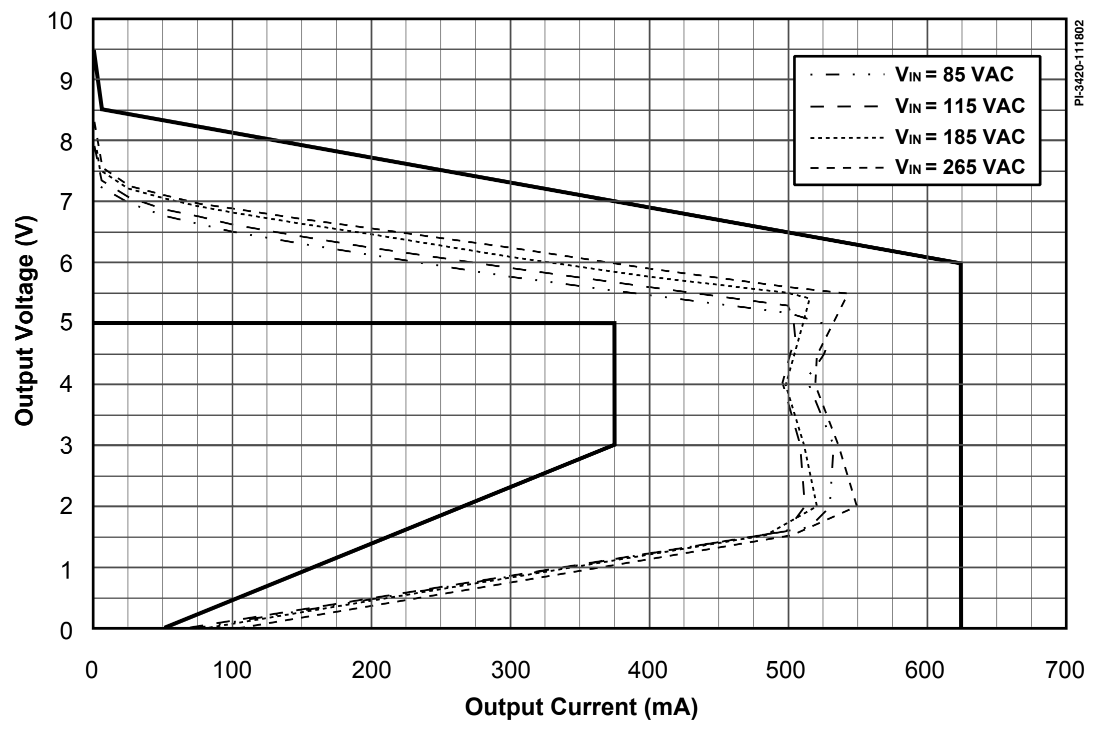


图10. 图9中所示电路测得的输出特性



1. 最低直流输入总线电压为90 V或更高。此电压相当于宽电压输入时采用3 μF/W的滤波电容，230 VAC单电压或115 VAC倍压整流时采用1 μF/W的滤波电容。
2. 设计为非连续反激式变换器设计。连续模式的设计会带来环路稳定性问题，因此不建议采用。输出功率的典型值是基于初级电感量和I^2f使用正常值时的假定。输出功率的最小值是基于初级电感量减10%及使用最小的I^2f值的假定。空载功耗小于300 mW是假定V_{OR}取值在40 V至60 V之间。空载功耗小于500 mW以及更高的输出功率能力是假定V_{OR}取值在60 V至100 V之间。
3. 次级输出电压为5 V并使用肖特基整流二极管。
4. 假设效率为70%。
5. 器件在板上通过源极引脚焊接在足够大的铺铜面积上，保证其结温低于100 °C。
6. 输出电缆总的电阻阻值为0.2 Ω。

除使用环境（密闭、通风、敞开式等）以外，给定应用下*LinkSwitch*的最大功率输出能力还依赖于变压器磁芯大小、效率、初级电感量容差、最低额定输入电压、输入储能电容、输出电压、输出二极管正向压降等因素。因此实际输出功率会与表1中所示数值有所差异。

变压器设计

为提供近似的CV/CC输出特性，变压器要设计工作在非连续工作方式。在MOSFET关断期间，所有变压器储能被传递到次级。非连续模式的能量传输不依赖于输入电压的高低。

进入恒流工作方式之前的峰值功率点由变压器能够传输的最大功率决定。传输的功率以公式$P=0.5\times L_P\times I^2\times f$表示。其中$L_P$为初级电感量，$I^2$为初级峰值电流的平方而f为开关频率。

为使分析简单，数据手册参数表中规定了一个I^2f系数。此参数为限流点平方与开关频率的乘积，并按反馈参数I_{DCT}进行归一化。这样此系数可以用来说明由于*LinkSwitch*的不同而引起的电源峰值功率点的变化。

由于电感量的容差部分地决定了峰值功率点（CC工作开始处），因此必须对此参数进行良好的控制。如果要得到±25%的恒流容差范围，则电感量的容差应满足±10%或更好。使用标准的低成本中间柱开气隙的技术即可满足此要求，但通常气隙大小为0.08mm或更大。也可使用较小的气隙，但要求使用非标准的A_L容差严格的铁氧体磁芯。其它开气隙的技术，比如利用薄膜材料开气隙，可以得到更精确的容差（±7%或更佳），进而可以改善峰值功率点的精度。详细指南请咨询您的变压器供应商。

磁芯中所开的气隙应该是均匀一致的。不均匀的磁芯气隙，尤其是尺寸很小的气隙，在磁通密度改变时会引起初级电感量的变化（部分饱和），从而造成恒流工作时输出电流特性的非线性。为验证气隙是否均匀，建议在直流供电情况下检查初级电流波形。其斜率为di/dt=V/L，在整个MOSFET导通期间此斜率都应保持不变。电流上升斜率的任何改变都表明气隙不是平坦均匀的。

用LCR电桥测试的方法也是不可靠的。通常这些仪器的测试电流只有几个毫安，这么小的电流不足以在磁芯当中形成足够高的磁通密度以表明气隙的不均匀。

对于中心柱气隙为0.08 mm的典型EE13磁芯（A_{LG}为190 nH/t^2），在标准的大批量生产中可以保证初级电感量容差范围为±10%。这样EE13可以在功率达2.75 W、空载功耗300 mW的设计中加以使用。如果采用薄膜气隙则输出功率可达到3 W。当使用更大一点的磁芯，比如EE16时，使用中心柱开气隙的方法即可使输出功率达到3 W。

选取变压器的变比使得V_{OR}（通过次级至初级的圈数比反射的输出电压）在40 V至60 V之间。在不要求满足空载功耗300 mW的设计当中，可以采用较高V_{OR}的变压器设计，以保证尽可能长的非连续工作方式。这样就增大了输出功率的能力。例如，对于变压器使用EE19磁芯的230 VAC输入的设计，V_{OR}大于70 V时能够提供高达5.5 W的输出功率。注意：V_{OR}会影响电源输出特性中CC区域的线性。如果在应用当中此输出特性很重要，则在设计最终定案之前要对此加以检查。

输出特性的变化

器件容差以及外部电路都会对整个*LinkSwitch*电源的输出特性容差造成影响。对于峰值功率点为3 W的设计，在大批量生产时可以保证的输出电压容差范围为±10%，电流限制的容差范围为±25%。这包含器件、变压器容差及输入电压变化的影响。输出功率越低的设计，其恒流线性度也越差。

在峰值功率点处随着输出负载的降低，由于对输出负载端电压的跟踪存在误差，输出电压会上升。产生这些误差的根源包括输出电缆压降、输出二极管正向电压以及起主要作用的漏感。当负载降低时，初级工作峰值电流降低，漏感能量也相应减小，因而减低了箝位电容的峰值充电作用。如果初级漏感为50μH，当负载从100%变化至5%时，输出电压通常会升高30%。

在负载非常轻或空载时，通常输出电流小于2 mA情况下，由于次级的漏感峰值充电的作用，输出电压也会升高。可以通过增加一个预负载的办法将此电压浆低，此预负载对空载功耗产生的影响很小。

增加一个光耦器及次级参考（图6所示）可以在整个负载范围内提高输出电压的负载调整率。次级参考仅在输出电压高于正常峰值功率点电压时提供反馈，从而保证正确的恒流工作特性。

元件选择

图5所示原理图中略述了*LinkSwitch*电源所需的关键元件。

箝位二极管 — D1

D1要使用快速(t_{rr}<250 ns)或超快速(t_{rr}<50 ns)类型二极管，其额定耐压要高于600 V。最好使用低成本的快速恢复二极管。不建议使用慢速二极管，因其会引起漏极过大的振荡，造成*LinkSwitch*反向偏置。

箝位电容 — C2

电容C2应为100 V耐压的0.1 μF电容。建议使用低成本的金属薄膜电容。该元件的容差对输出特性的影响很小，因此可以使用±5%、±10%或±20%标准容差的电容。不建议使用陶瓷电容。如Y5U或Z5U这类普通电介质电容随电压及温度的变化而不稳定，从而造成输出的不稳定。也可采用高稳定介质的陶瓷电容，但与金属薄膜电容相比其成本更高。

控制极引脚电容 — C1

电容C1在开机期间给*LinkSwitch*提供供电并设定自动重启动频率。对于使用电池负载的设计，此元件取值为0.22 μF。而对于阻性负载，其取值为1 μF。这样可以确保在开机期间有足够的时间使输出电压达到稳压值。该电容可以使用任何种类的耐压高于10 V的电容。

反馈电阻 — R1

选取R1的阻值，使得在峰值输出功率点控制极引脚的反馈电流约为2.3 mA。具体数值取决于设计中选择的V_{OR}大小。可以采用任何类型0.25 W的电阻。

输出二极管 — D2

根据电源的效率要求，可以使用快速PN结二极管、超快速PN结二极管或肖特基二极管。相对于PN结二极管，使用肖特基二极管时的效率更高。二极管的耐压额定值应足够高，以承受输出电压加上通过变压器变比折射到次级侧的输入电压（通常V_{OR}电压为50 V时要求二极管的反向峰值电压PIV为50 V）。不建议使用慢恢复二极管（如1N400X系列）。

输出电容 — C4

根据电压及纹波电流规格选择C4电容。

LinkSwitch 布局考量

初级侧的连接

在*LinkSwitch*电源中源极引脚为开关节点，因此连接至源极以及C1、C2、R1（图5）的铺铜面积在满足散热的情况下应尽量缩小以降低EMI耦合。

控制极引脚电容C1应尽可能放置在靠近源极及控制极引脚的地方。

为了降低初级侧开关节点与次级及交流输入之间的EMI耦合，*LinkSwitch*的位置应远离变压器的次级以及交流输入端。

使变压器初级返回端的铺铜走线围绕在*LinkSwitch*及相关元件周围同样可以进一步减低噪声耦合。

Y电容

如果需要Y电容，则Y电容的连接要尽可能靠近变压器次级输出的返回端引脚和初级大电容的负极返回端。这样放置可以最大化的利用Y电容改善EMI，同时避免共模雷击测试时出现问题。

快速设计校验

在进行电源设计时，所有*LinkSwitch*的设计均应进行校验，以确保在最差情况下不超过元件指标。注意：在*LinkSwitch*电路当中，源极为开关节点。在实际测量时要考虑这一特点。用示波器进行测量时，探头的接地端要连接至直流电压端，比如初级返回端或者直流高压端，不要将探头接地端连接至源极上。电源的供电输入要经过一个隔离变压器。建议至少进行如下测试：

1. 最大漏极电压—在最高输入电压、峰值输出功率情况下确认V_{DS}不超过675 V。
2. 最大漏极电流 — 在最高环境温度、最大输入电压及峰值输出功率情况下，观察启动时的漏极电流波形，确认变压器没有出现饱和，同时也没有过高的前沿电流尖峰。*LinkSwitch*的最小前沿消隐时间为200 ns，可以防止导通周期过早地终止。在200 ns消隐时间结束时，观察漏极电流波形，确认前沿电流尖峰的幅值低于限流点。
3. 热检测—在峰值输出功率、最低输入电压和最高环境温度条件下，确认*LinkSwitch*、变压器、输出二极管和输出电容的温度没有超过温度指标。由于*LinkSwitch*器件之间$R_{DS(ON)}$ 的差异，在温升检查时要留有足够的裕量。考虑到这些因素的影响，在低压峰值输出功率的情况下，建议*LinkSwitch*源极引脚的温度最高不要超过100 °C。
4. 输出特性的中心值调整 — 使用具有标准电感量的变压器，在输入由低压到高压的过程当中，确认在正常输出电流及正确的电压点处达到峰值输出功率点。如果峰值功率点处输出电压和电流不对，则要进行更加精确的调整，使得整个容差极限能够满足设计要求。

设计工具

关于设计工具的最新信息请访问Power Integrations网站：*www.powerint.com.*

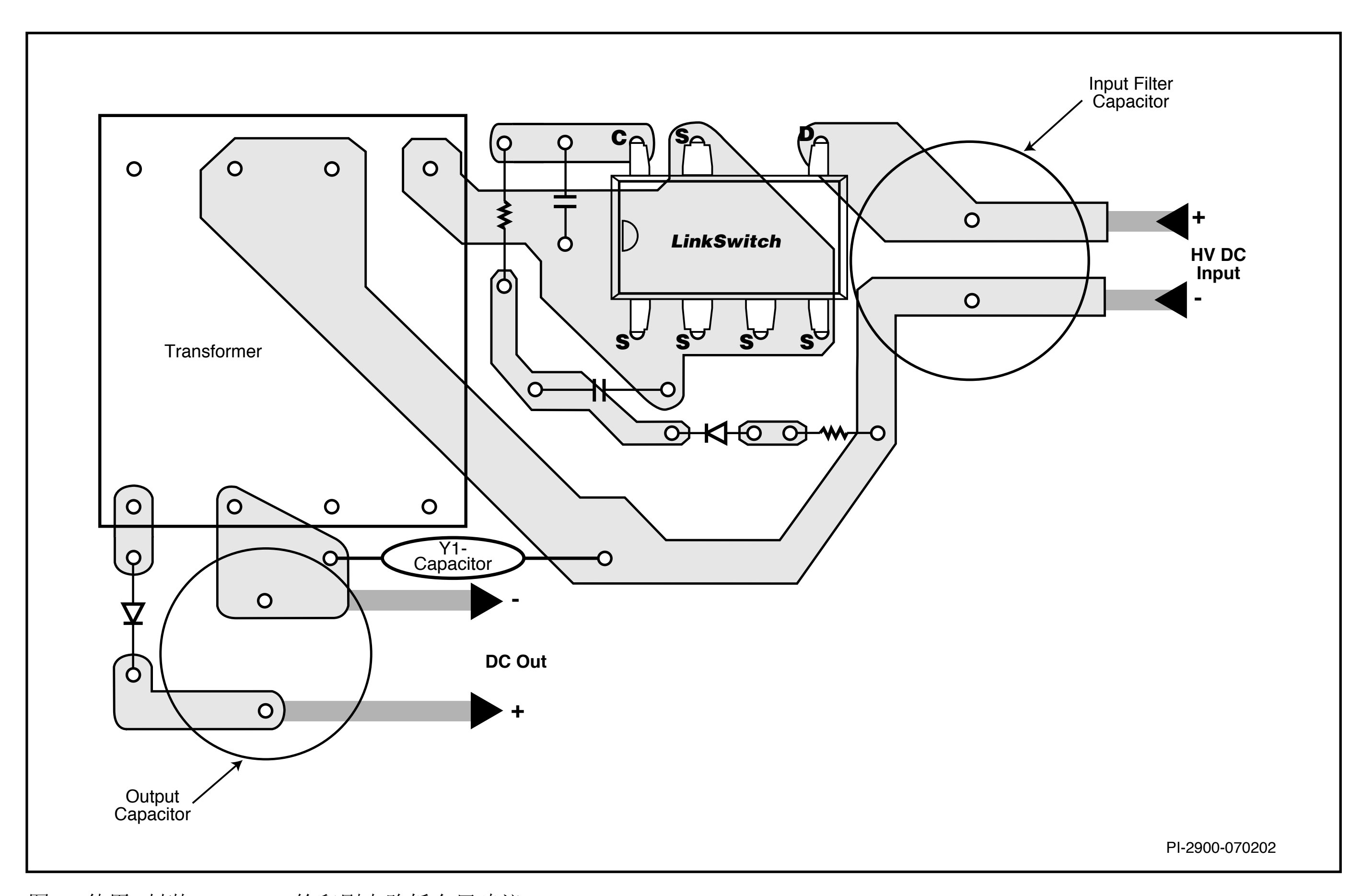


图11. 使用P封装LinkSwitch的印刷电路板布局建议

POWER INTEGRATIONS

绝对最大额定值(1,4)

漏极电压 .... -0.3 V至700 V
漏极峰值电流........ 400 mA
控制极电压 .... -0.3 V至9 V
控制极电流（不超过9 V）........ 100 mA
贮存温度 .... -65 °C至150 °C
工作结温(2) .... -40 °C至150 °C
引脚温度(3) .... 260 °C

注释：

1. 所有电压都以源极作为参考，T_A = 25 °C。
2. 通常由内部电路限制。
3. 距壳体1/16英寸处测量5秒钟。
4. 在非重复性短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但长时间对器件施加允许的最大额定值时，会对产品的可靠性造成影响。

热阻抗

热阻抗：P 或 G 封装
(θ_{JA}) .... 70 °C/W(2); 55 °C/W(3)
(θ_{JC})(1) .... 11 °C/W

注：

1. 在靠近塑料封装体表面的第2引脚（源极）处测量。
2. 焊在0.36 方英寸(232 mm²)、2盎司(610克/m²)铜铂区域。
3. 焊在1平方英寸(645 mm²)、2盎司(610克/m²)铜铂区域。

参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J = -40至125 °C 见图12 （另行说明除外）	最小值	典型值	最大值	单位
控制功能						
开关频率	f_{OSC}	$I_C = I_{DCT}$, T_J = 25 °C	34.5	42	49.5	kHz
较低开关频率	$f_{OSC(LOW)}$	占空比 = DC_{LF} T_J = 25 °C	24	30	36	kHz
工作在较低开关频率时的占空比	DC_{LF}	开关频率从f_{OSC}至$f_{OSC(LOW)}$, T_J = 25 °C	2.4	3.8	5.2	%
低频占空比范围	$DC_{(RANGE)}$	Frequency = $f_{OSC(LOW)}$, T_J = 25 °C	1.8	3.15	4.5	%
最大占空比	DC_{MAX}	I_C = 1.5 mA	74	77	80	%
PWM增益	DC_{REG}	$I_C = I_{DCT}$, T_J = 25 °C	-0.45	-0.35	-0.25	%/µA
占空比为30%时的控制极引脚电流	I_{DCT}	T_J = 25 °C 见图4	2.21	2.30	2.39	mA
控制极引脚电压	$V_{C(IDCT)}$	$I_C = I_{DCT}$	5.5	5.75	6	V
动态阻抗	Z_C	$I_C = I_{DCT}$, T_J = 25 °C	60	90	120	Ω



参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J= -40至125 °C 见图12 （另行说明除外）		最小值	典型值	最大值	单位
关断／自动重启动							
控制极引脚充电电流	$I_{C(CH)}$	T_J = 25 °C	V_C = 0 V	-4.5	-3.25	-2	mA
			V_C = 5.15 V	-2.3	-1.3	-0.3	
控制／供电／放电电流	I_{CD1}	T_J = 25 °C	输出 MOSFET使能	0.95	1.06	1.14	mA
	I_{CD2}	T_J = 25 °C	输出 MOSFET禁止	0.7	0.9	1.1	
自动重启动阈值电压	$V_{C(AR)}$				5.6		V
自动重启动迟滞电压	$V_{C(AR)hyst}$				0.9		V
自动重启动占空比	$DC_{(AR)}$	电源输出短路			8		%
自动重启动频率	$f_{(AR)}$	S2开路 C1 = 0.22 µF（见图12）			300		Hz
电路保护							
自保护限流点	I_{LIM}	T_J = 25 °C di/dt = 90 mA/µs 见注释C		228	254	280	mA
I^2f系数	I^2f	T_J = 25 °C di/dt = 90 mA/µs 见注释C, D		2412	2710	3008	A^2Hz
自动重启动限流点	$I_{LIM(AR)}$	$I_C = I_{CD1}$, T_J = 25 °C			158		mA
上电复位阈值电压	$V_{C(RESET)}$			1.5	2.75	4.0	V
前沿消隐时间	t_{LEB}	$I_C = I_{DCT}$, T_J = 25 °C		200	300		ns
限流延迟	$t_{IL(D)}$	T_J = 25 °C			100		ns
热关断温度		$I_C = I_{DCT}$		125	135		°C
热关断迟滞					70		°C

参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J= -40至125 °C 见图12 （另行说明除外）		最小值	典型值	最大值	单位
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	I_D = 25 mA	T_J = 25 °C		28	32	Ω
			T_J = 100 °C		42	48	
关断状态漏极漏电流	I_{DSS}	V_C = 6.2 V V_D = 560 V, T_A = 125 °C				50	μA
击穿电压	BV_{DSS}	见注释B V_C = 6.2 V, T_A = 25 °C		700			V
漏极供电电压		见注释E		36	50		V

注释：

A. 对带有负号的技术指标，负温度系数表示随温度增加其数值增加，正温度系数表示随温度增加其数值减少。

B. 可通过提高漏极引脚电压，但不超过最小BV_{DSS}的方式来检查击穿电压的大小。

C. I_C 以90 mA/μs的di/dt斜率逐渐增大，从而得到最大限流点。进一步增大I_C会通过占空比控制终止此开关周期。

D. 此参数按I_{DCT}进行归一化，使其与电源的输出电流相关（其值乘以I_{DCT}(nominal)/I_{DCT}）。

E. *LinkSwitch*在漏极电压低于36 V的情况下也可以启动和工作。但是，控制脚的充电电流会减少，这会影响启动时间、自动重启动频率和自动重启动占空比。关于低压工作的特性情况，请参阅图13中控制引脚充电电流(I_C)与漏极电压之间关系的特性曲线。

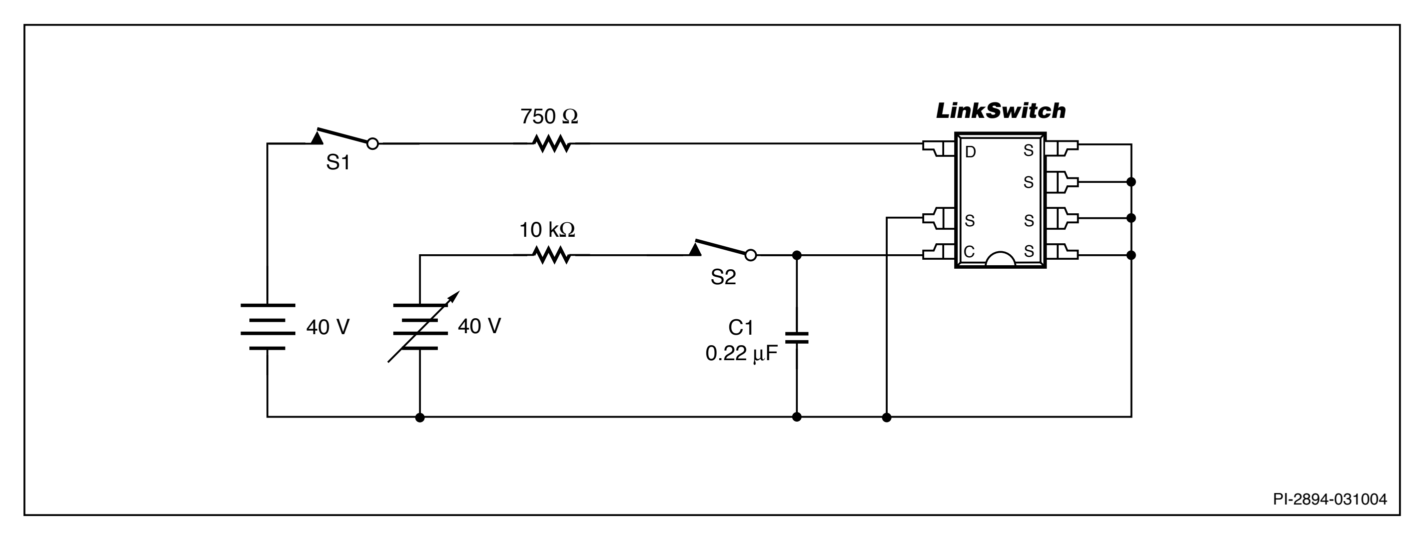


图12. LinkSwitch的通用测试电路

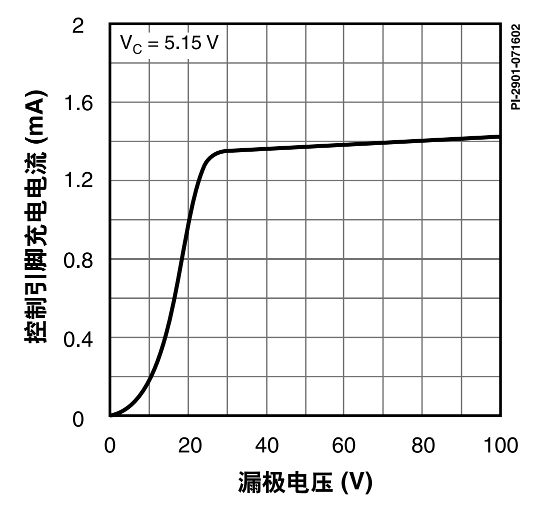


图13. IC 与漏极电压之间的关系

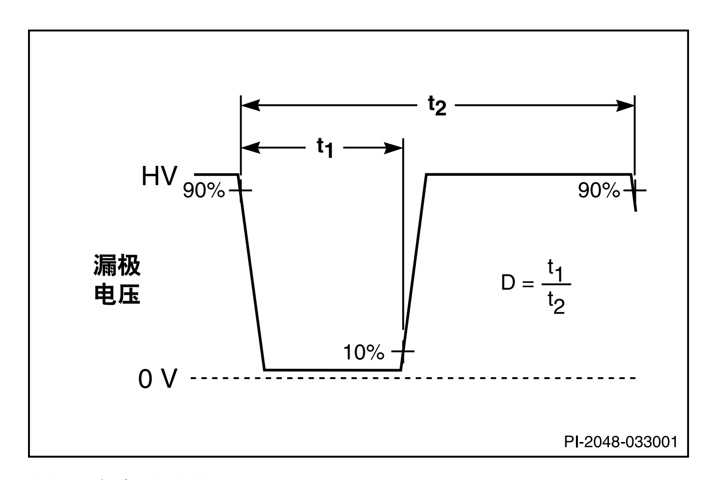


图14. 占空比测量

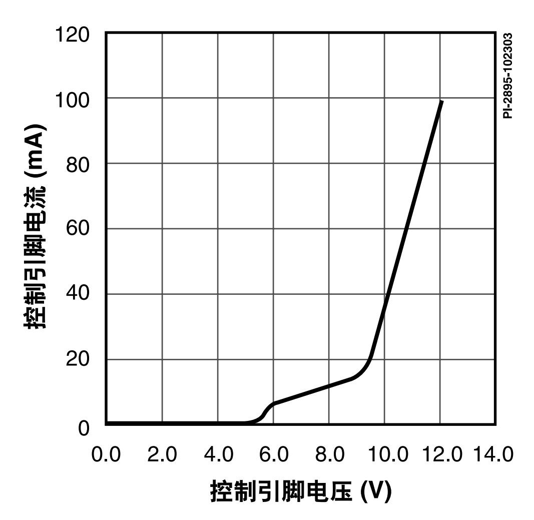


图15. 控制极引脚I-V特性

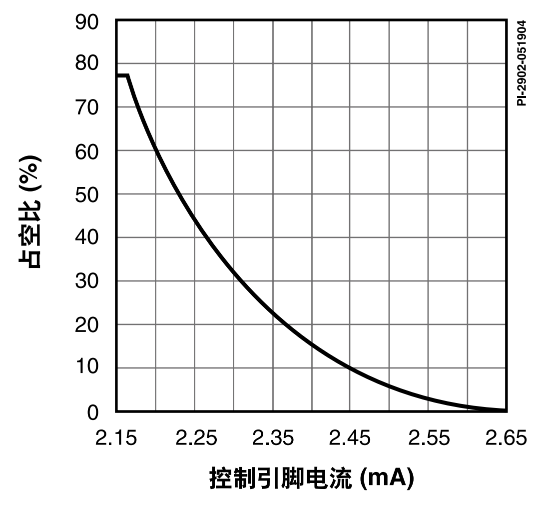


图16. 占空比与控制引脚电流之间的关系

典型性能特性

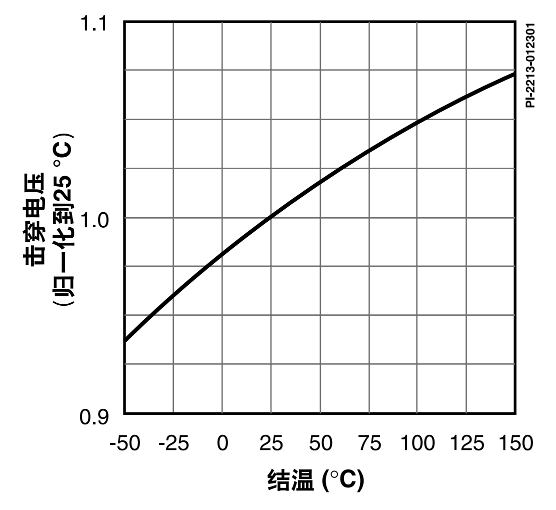


图17.击穿电压与温度的特性曲线

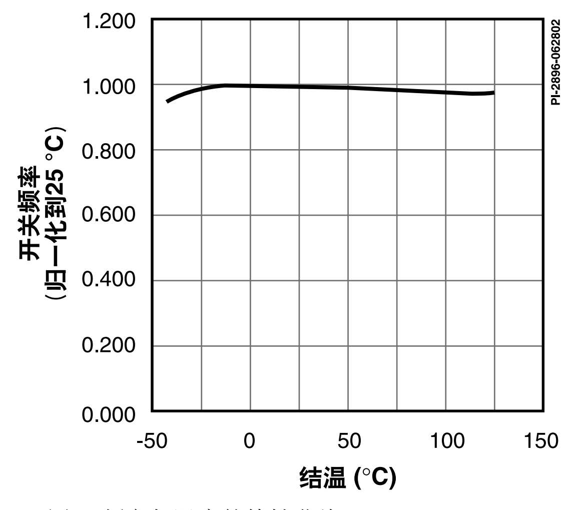


图18.频率与温度的特性曲线

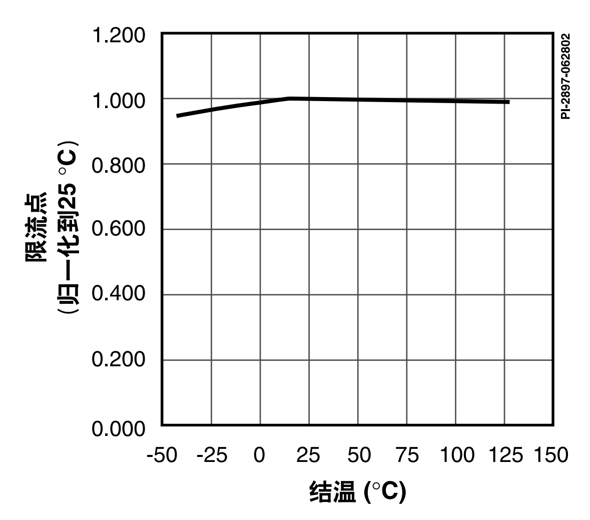


图19. 限流点与温度的特性曲线

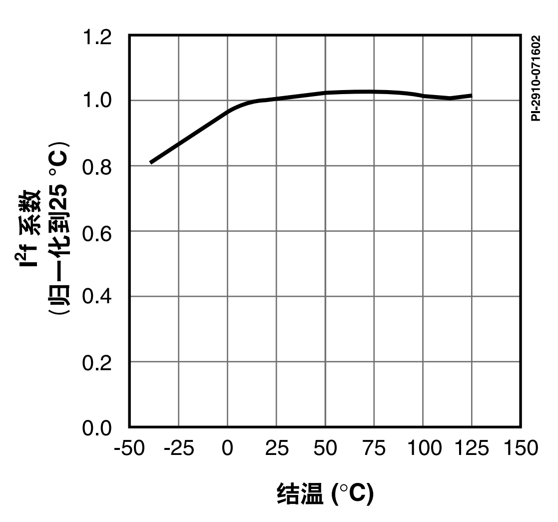


图20. I^2f系数与温度的特性曲线

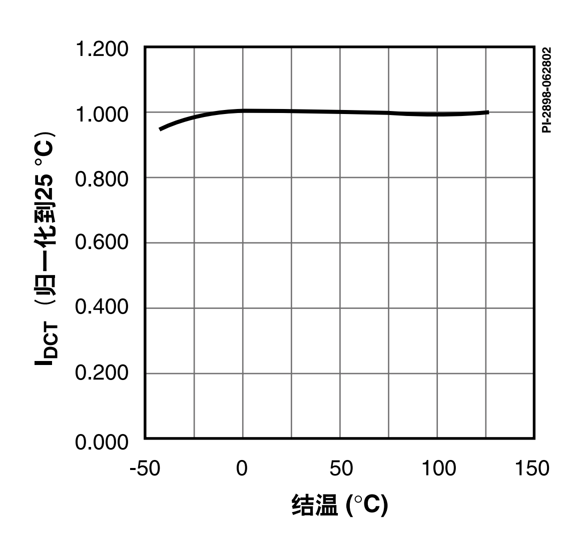


图21. I_{DCT} 与温度的特性曲线

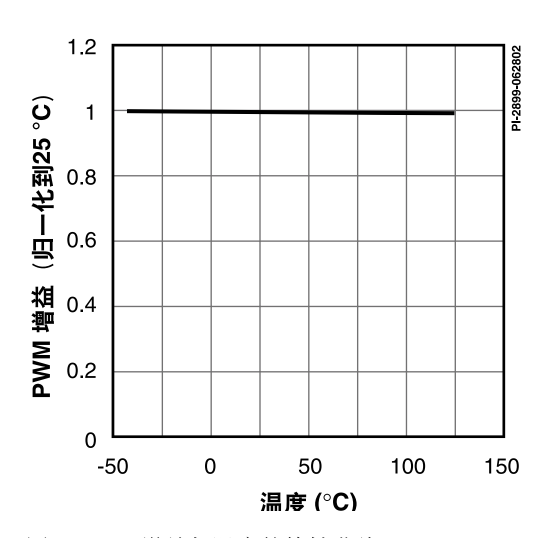


图22. PWM增益与温度的特性曲线



典型性能特性（续）

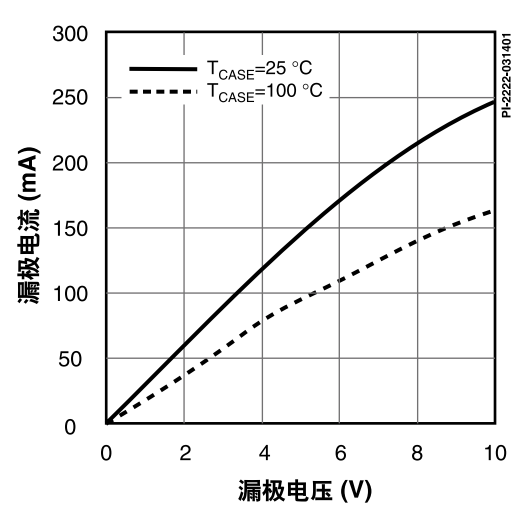
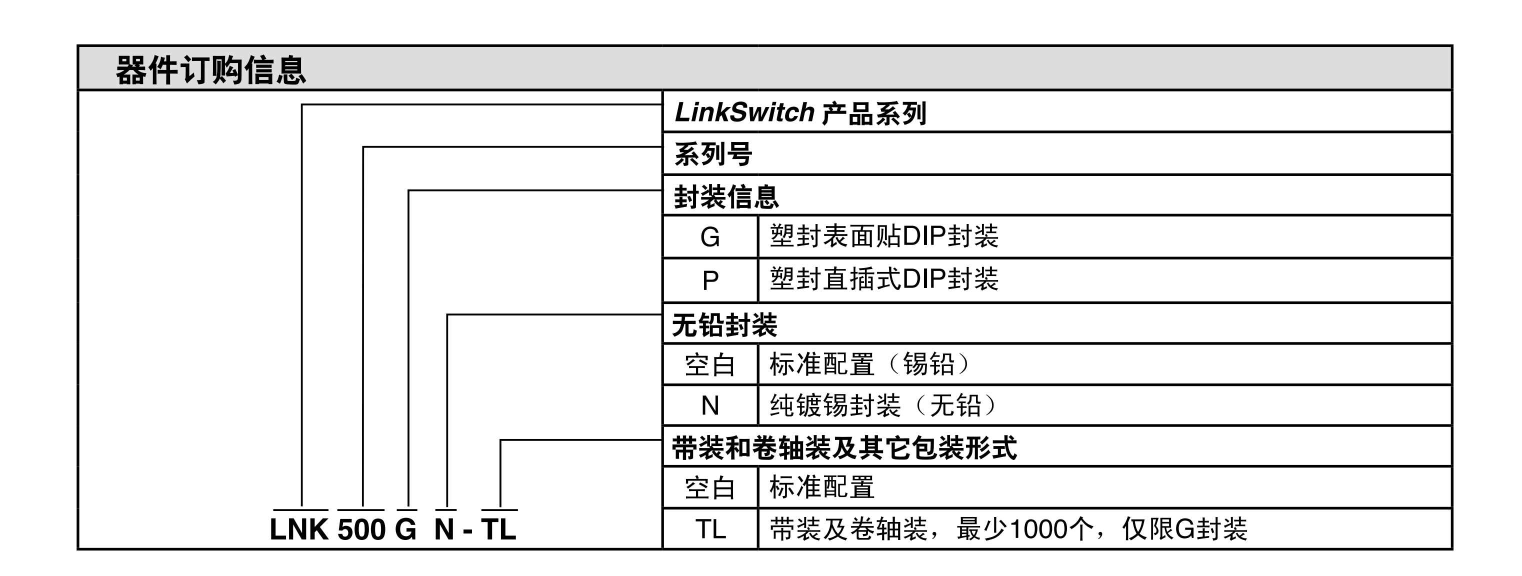


图23. 输出特性曲线（漏极电流与漏极电压之间的关系）



器件订购信息

LNK 500 G N - TL

***LinkSwitch* 产品系列**	
系列号	
封装信息	
G	塑封表面贴DIP封装
P	塑封直插式DIP封装
无铅封装	
空白	标准配置（锡铅）
N	纯镀锡封装（无铅）
带装和卷轴装及其它包装形式	
空白	标准配置
TL	带装及卷轴装，最少1000个，仅限G封装

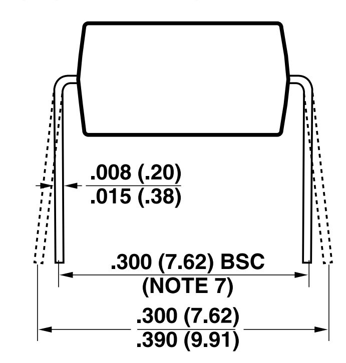
POWER INTEGRATIONS

DIP-8B

⊕ D Ⓢ .004 (.10)
.137 (3.48) MINIMUM
-E-
.240 (6.10)
.260 (6.60)
Pin 1
-D-
.367 (9.32)
.387 (9.83)
.057 (1.45)
.068 (1.73)
(NOTE 6)
.125 (3.18)
.145 (3.68)
.015 (.38) MINIMUM
-T-
SEATING PLANE
.120 (3.05)
.140 (3.56)
.100 (2.54) BSC
.048 (1.22)
.053 (1.35)
.014 (.36)
.022 (.56)
⊕ T E D Ⓢ .010 (.25) Ⓜ

Notes:

1. Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001-AB (Issue B 7/85) for standard dual-in-line (DIP) package with .300 inch row spacing.
2. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
3. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
4. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clockwise to Pin 8 when viewed from the top. The notch and/or dimple are aids in locating Pin 1. Pin 6 is omitted.
5. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
6. Lead width measured at package body.
7. Lead spacing measured with the leads constrained to be perpendicular to plane T.



P08B

PI-2551-121504

SMD-8B

⊕ D Ⓢ .004 (.10)
.137 (3.48) MINIMUM
-E-
.240 (6.10)
.260 (6.60)
.372 (9.45)
.388 (9.86)
⊕ E Ⓢ .010 (.25)
Pin 1
.100 (2.54) (BSC)
-D-
.367 (9.32)
.387 (9.83)
.057 (1.45)
.068 (1.73)
(NOTE 5)
.125 (3.18)
.145 (3.68)
.032 (.81)
.037 (.94)
.048 (1.22)
.053 (1.35)
.009 (.23)

.420
.046 .060 .060 .046
Pin 1
.080
.086
.186
.286

Solder Pad Dimensions

.004 (.10)
.004 (.10)
.012 (.30)
.036 (0.91)
.044 (1.12)
0° - 8°

Notes:

1. Controlling dimensions are inches. Millimeter sizes are shown in parentheses.
2. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .006 (.15) on any side.
3. Pin locations start with Pin 1, and continue counter-clockwise to Pin 8 when viewed from the top. Pin 6 is omitted.
4. Minimum metal to metal spacing at the package body for the omitted lead location is .137 inch (3.48 mm).
5. Lead width measured at package body.
6. D and E are referenced datums on the package body.

G08B

PI-2546-121504

Notes



Notes

版本	注释	日期
B	1) 数据手册最后发布。	3/03
C	1) 增加了无铅订购信息。	12/04
D	1) 微小错误及格式修正。	2/05

For the latest updates, visit our website: *www.powerint.com*

Power Integrations Worldwide Sales Support Locations

WORLD HEADQUARTERS
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@powerint.com

CHINA (SHANGHAI)
Rm 807-808A,
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

CHINA (SHENZHEN)
Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828
e-mail: chinasales@powerint.com

GERMANY
Rueckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: eurosales@powerint.com

INDIA
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar,
Bangalore, India 560080
Phone: +91-80-5113-8020
Fax: +91-80-5113-8023
e-mail: indiasales@powerint.com

ITALY
Via Vittorio Veneto 12
20091 Bresso MI
Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@powerint.com

JAPAN
Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

KOREA
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@powerint.com

SINGAPORE
51 Newton Road,
#15-08/10 Goldhill Plaza,
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@powerint.com

TAIWAN
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

EUROPE HQ
1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey, GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@powerint.com

APPLICATIONS HOTLINE
World Wide +1-408-414-9660

APPLICATIONS FAX
World Wide +1-408-414-9760

